

새로운 Watkins-Johnson 공진형 DC-DC 컨버터

안 태 영
경주대학교 전·정·반공학부

A Novel Resonant Switching Watkins-Johnson DC-DC Converter

Tae-Young Ahn
School of Electronic Eng., Chongju Univ.

Abstract - This Paper presents a novel resonant switching Watkins-Johnson DC-DC converters. In the proposed converters, the basic steady-state analysis of the have been presented for the ZVS type Watkins-Johnson converter. From the results, it is shown that the output voltage of the converter is independent of load resistance, and is determined only by the switching frequency. Consequently, a design procedure is presented that minimizes voltage stress to the switch while maintaining ZVS for all loads.

1. 서 론

Watkins-Johnson 컨버터의 원형은 1966년에 처음 소개되었고, 1977년에 Watkins-Johnson사에서 통신위성용 전원 장치의 기본회로로 채택하여 실용화 되기 시작했다. 그 후 Watkins-Johnson 컨버터는 전류환류형 푸쉬풀 컨버터의 원형이 되었고, 대체로 중·대용량의 전원장치에 적용된 경우가 많았다. 문헌에 의하면 전류환류형 푸쉬풀 컨버터는 변압기의 편자현상이 존재하지 않기 때문에 변압기의 이용효율을 높일 수 있고, 다출력이 가능하며, 시비율에 대한 출력전압의 전달 함수가 좌반면에 영점을 갖는 2차의 형태가 되기 때문에 안정성이 우수하다는 것이 특징이다.

한편, 최근의 스위칭 전원장치 분야는 대용량에서 필요한 제반 기술 뿐만 아니라, 소용량 및 극소용량의 전원장치에 적합한 회로방식의 개발도 절실히 요구되고 있다. 특히 단전원 배터리를 입력으로 하고 있는 휴대형 전자기기의 경우에는 고효율과 고신뢰성을 겸비하면서, 다출력이 가능하며, 소형·경량화 시킬 수 있는 회로방식이 필요하다. 소용량에서 출력전압이 입력 전압보다 낮은 감압형인 경우 일반적으로 Buck형 회로방식이 주로 사용되었으나, Watkins-Johnson 컨버터도 기본적으로 입출력 전압특성과 회로구성 소자수가 Buck형과 같고, 안정성도 뛰어나며, 공유인덕터로 다출력을 구성하는 경우 기존의 방식중 가장 간단한 회로방식이 되기 때문에 휴대형 전자기기의 전원장치에 적합하다[1-3]. 그러나 일반적으로 초소용량 전원장치를 구현하기 위한 가장 손쉬운 방법은 동작 스위칭 주파수를 높여 전원의 크기를 소형화 시키는 방법이 있지만 [3], 기존의 Watkins-Johnson 컨버터는 펄스폭 변조방식(PWM)으로 제어되는 하드스위칭 방식이기 때문에, 고주파 스위칭 동작이 불가능 하였다.

본 논문에서는 높은 스위칭 주파수에서도 스위칭 손실을 저감시킬 수 있는 새로운 Watkins-Johnson 공진형 컨버터를 제안 하였다. 제안 된 공진형 컨버터는 정상상태 해석결과를 통해 원리적으로는 무손실 스위칭방식이라는 것과, 스위칭주파수에 의해 출력전압이 제어 된다는 것을 밝혔으며, 또한 각 회로 소자를 효율적으로 설계할 수 있는 설계방법을 제시하였다.

2. Watkins-Johnson 공진형 컨버터

2.1 기본회로구성

그림 1에 기존의 Watkins-Johnson DC-DC 컨버터의 기본회로가 나타나 있다. 그림에서 주스위치 Q는 외부의 일정한 시비율을 갖는 온·오프 신호에 의해 제어 되며, 대략적인 동작은 스위치 상태에 따라 다음과 같이 설명 된다. 먼저 스위치가 턴온 되면, 입력에서 출력측으로 전력이 전달됨과 동시에 공유인덕터에는 에너지가 축적된다. 축적된 에너지는 스위치가

턴오프 되었을 때, 다이오드 D_C 를 통해 입력측에 환류되면서 출력전압은 커패시터 C_F 에 의해 유지된다.

그림 1의 회로는 기본적으로 PWM 제어에 의한 하드스위칭 방식이기 때문에 스위칭주파수와 스위칭손실이 비례하고, 따라서 고주파 스위칭 동작으로 전원의 크기를 소형화를 시킬 수 없다. 그림 2에는 본 논문에서 제안한 Watkins-Johnson 공진형 컨버터가 나타나 있다. 그림 2의 회로는 기존의 회로방식에 공진인덕터 L_R 과 공진 커패시터 C_R 를 스위치와 직·병렬로 첨가시킨 공진스위칭 개념을 도입하여 구성한 것이다.

2.2 정상상태 동작

그림 2 (a)의 Watkins-Johnson 전압공진형 컨버터는 주스위치로 사용된 MOSFET의 유도성 및 용량성 기생성분을 공진소자에 흡수 시킬 수가 있기 때문에, 그림 2 (b)의 전류공진형 컨버터보다 고주파동작에 적합한 회로방식이다. 본 논문에서는 우선 그림 2 (a)의 Watkins-Johnson 전압공진형 컨버터에 대한 정상상태 해석을 하였다. 동작 설명을 간단히 하기 위해서 다음과 같은 가정을 하였다. 즉, 출력 커패시터 C_F 의 용량과 부하저항 R_L 의 시정수는 컨버터의 동작 스위칭주기에 비해 대단히 커서 정전압원 V_O 로 대체한다. 또한 반도체 스위치 소자는 이상적인 스위치로 동작하며, 공유인덕터는 정전류원 I_M 과 권선비 n 을 갖는 이상변압기로 동작하였다. 그림 3에는 위의 가정에 따라서 구성한 정상상태의 동작회로이다. 그림 3의 동작회로는 스위치와 다이오드의 도통상태에 따라서 그림 4와 같은 상태별 동작회로로 나타낼 수가 있다. 그림 5에는 회로의 상태별 동작파형이 나타나 있다.

그림 4와 5로부터 정상상태의 동작은 다음과 같이 설명된다.

상태 1 ($t_0 - t_1$)

t_0 이전에 스위치가 도통상태에 있었다고 가정하면, 인덕터전

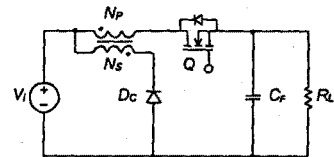
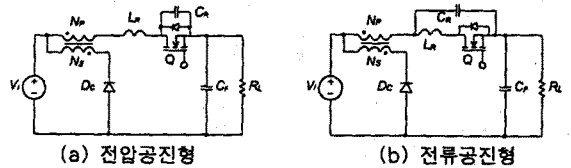
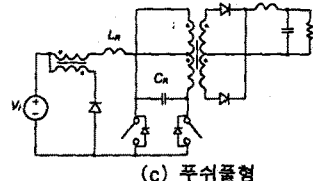


그림1. Watkins-Johnson DC-DC 컨버터



(a) 전압공진형

(b) 전류공진형



(c) 푸쉬풀형

그림2. Watkins-Johnson 공진형 DC-DC 컨버터

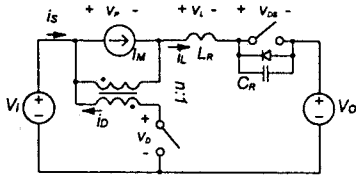


그림3. 정상상태의 등가회로

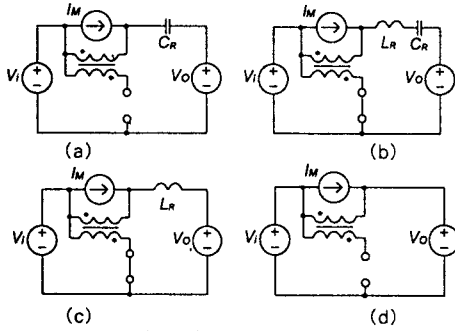


그림4. 각상태의 등가회로

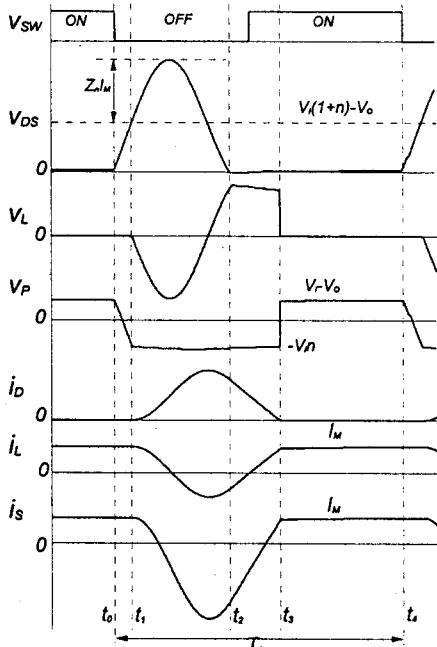


그림5. 정상상태 동작파형

류 i_L 은 I_M 이 된다. t_0 에서 스위치가 턴오프 되면서 i_L 은 공진 커패시터에 흐르게 되고, 커패시터전압 v_S 는 일정하게 증가한다. t_1 에서 다이오드 D_C 가 순바이어스 되며, 도통상태가 시작된다.

$$i_s = i_L - i_c \quad (1)$$

$$i_L = I_M \quad (2)$$

$$i_c = 0 \quad (3)$$

$$v_s = \frac{I_M}{C_R} t \quad (4)$$

상태 2 ($t_1 - t_2$)

t_1 에서 다이오드가 턴오프되고, 커패시터 전압 v_S 는 인덕터 전류 i_L 과 공진을 하게 된다. 공진에 의해 t_2 에서 전압 v_S 가 0가 되면, 스위치와 병렬로 위치한 다이오드 때문에 0 상태가 된다. 이 기간의 각 전류와 전압은 다음 식과 같이 정리 된다.

$$i_L = I_M \cos \omega t \quad (5)$$

$$i_c = n(I_M - i_L) \quad (6)$$

$$v_s = Z_O I_M \sin \omega t \quad (7)$$

단, $Z_O = \sqrt{\frac{L_R}{C_R}}$, $\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{L_R C_R}}$, $\omega_0 = 2\pi f_0$, $n = \frac{N_P}{N_C}$ 이다.

상태 3 ($t_2 - t_3$)

t_2 부터 스위치 전압이 0가 되고, 전류는 병렬 다이오드를 통해 흐르고 있는 기간에 스위치를 턴온 시키면, 턴온 손실을 최소화 시킬 수 있는 영전압 스위칭이 실현 된다. t_3 에서 다이오드를 통해 흐르던 전류 i_c 가 0가 된다.

$$i_L = \frac{1}{L_R} [V_i(1+n) - V_o]t \quad (8)$$

$$i_c = n(I_M - i_L) \quad (9)$$

$$v_s = 0 \quad (10)$$

상태 4 ($t_3 - t_4$)

t_3 에서 다이오드는 턴오프 되며, 인덕터의 자화전류는 공진 인덕터와 스위치를 통해 흐르기 시작한다. 이 상태는 스위치가 다시 턴오프 되는 시각 t_4 까지 계속 된다.

$$i_L = I_M \quad (11)$$

$$i_c = 0 \quad (12)$$

$$v_s = 0 \quad (13)$$

2.3 정상상태 해석

제안된 Watkins-Johnson 공진형 컨버터의 정상상태에서의 출력전압을 구하기 위해서, 컨버터의 내부손실을 무시하였다. 따라서 한주기 동안의 평균 입력에너지는 평균 출력에너지와 같아지고, 다음 식과 같이 정리 할 수 있다.

$$E_i = E_o \quad (14)$$

단, $E_i = V_i \int_0^{T_s} i_s dt$, $E_o = V_o \int_0^{T_s} i_L dt$ 이다.

한편, 공유인덕터의 자화전류 I_M 은 마찬가지로 방법으로 다음과 같이 정리 할 수 있다.

$$I_M = \frac{I_o}{n}(1+n-M) \quad (15)$$

단, $M = \frac{V_o}{V_s}$, $r = \frac{R_o}{Z_o}$ 이다.

식 (14)과 식(15)로부터 정상상태의 출력전압은 다음과 같이 정리된다.

$$F = \frac{f_s}{f_o} = \frac{2\pi \left(1 - \frac{n}{1+n-M}\right)}{\left[\alpha + \frac{nr}{2M} + \frac{M}{nr}(1-\cos \alpha)\right]} \quad (16)$$

단, $\alpha = \pi + \sin^{-1}\left(\frac{nr}{M}\right)$ 이다.

그림 6은 식 (16)을 이용하여 부하저항에 따른 입출력전압비와 스위칭주파수의 관계를 나타낸 것이다. 이때 권선비 n 은 1로 하였다. 그림으로부터 출력전압은 스위칭 주파수에 의존하며 부하저항 변화에 따른 부하특성도 함께 보이고 있음을 알 수 있다. 그림 7에서는 권선비를 변화 시켰을 경우 영전압 스위칭 범위를 표시한 것이다. 그림으로부터 권선비가 작아질수록 범위는 넓어진다는 것을 알 수 있다. 한편, 제안된 컨버터가 영전압 스위칭이 되기 위해서는 다음조건을 만족해야한다.

$$\frac{M}{n} \geq r \quad (17)$$

식 (17)로부터, 제안된 컨버터의 부하특성은 기존의 영전압 스위칭의 특성과 마찬가지로 최소전류가 제한 받는다는 것을 알 수 있다. 특히 공진시 스위치에 걸리는 전압의 최대치는 식 (18)로 나타낼 수 있고, 따라서 전압의 최대값은 부하전류에 비례한다는 것을 알 수가 있다.

$$V_{DSmax} \geq (V_{imax} - V_o) \left(1 + \frac{R_{Lmax}}{R_{Lmin}}\right) \quad (18)$$

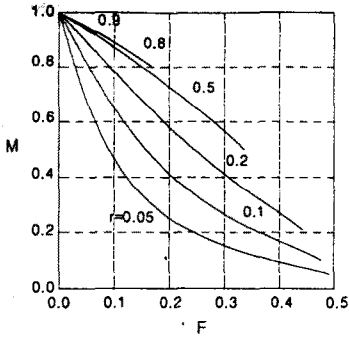


그림 6. 입출력비와 주파수의 관계

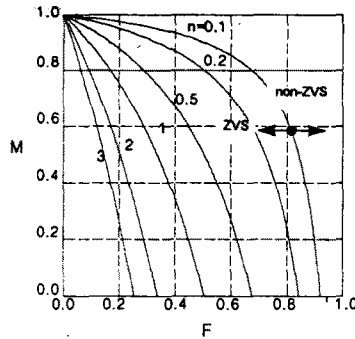


그림 7. 권선비와 영전압 스위칭 범위

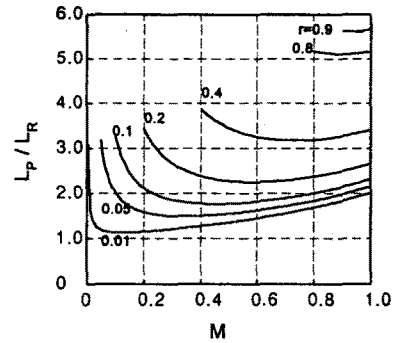


그림 8. 입출력비와 인덕터비의 관계

2.4 최적 설계방법

2.3절의 정상상태 해석 결과로부터 회로구성에 필요한 소자의 설계값을 구하는 절차를 다음과 같이 정리하였다. 각 변수의 아래첨자 중에서 max는 최대값을, min은 최소값을 나타낸다. 설계에서 기준이 되는 컨버터의 사양은 다음과 같이 가정하였다.

입력전압범위 : $V_{imin} - V_{imax}$
 출력전압 : V_O
 부하저항범위 : $R_{Lmin} - R_{Lmax}$
 최소스위칭주파수 : f_{smin}
 스위치의 최대전압 : V_{DSmax}

우선 공유인덕터의 권선비 n 은 식 (18)로부터 다음과 같이 구할 수 있다.

$$n = \frac{V_{DSmax}}{V_{imax} \left(1 + \frac{R_{Lmax}}{R_{Lmin}}\right)} + M_{min} - 1 \quad (19)$$

다음, 특성임피던스 Z_O 는 정의로부터 다음 식과 같이 구할 수 있다.

$$Z_O = \frac{n R_{Lmax}}{M_{min}} \quad (20)$$

공진주파수 f_o 는 식 (16)으로부터 다음과 같이 구할 수 있다.

$$f_o = \frac{f_{smin} \left[\alpha_{min} + \frac{R_{Lmin} M_{min}}{2 R_{Lmax} M_{max}} + \frac{R_{Lmax} M_{max}}{R_{Lmin} M_{min}} (1 - \cos \alpha_{min}) \right]}{2\pi \left(1 - \frac{n}{n+1 - M_{max}}\right)} \quad (21)$$

단, $\alpha_{min} = \pi + \sin^{-1} \left(\frac{R_{Lmin} M_{min}}{R_{Lmax} M_{max}} \right)$

$f_{smax} = f_o \frac{4\pi \left(1 - \frac{n}{n+1 - M_{min}}\right)}{3(1+\pi)}$ 이다.

따라서, 식 (20)과 식(21)로부터 공진인덕터 L_R 과 공진커패시터 C_R 은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$L_R = \frac{Z_O}{2\pi f_o} \quad (22)$$

$$C_R = \frac{1}{2\pi f_o Z_O} \quad (23)$$

한편, 공유인덕터의 인덕턴스 L_P 를 구하기 위해서 정상상태 동작설명 중 상태 4에서 일정하다고 가정했던, 자화전류를 I_M 에서 $I_M + \Delta I_M$ 이라고 변환시키면, i_P 는 식 (8)에 의해 다음과 같이 정리된다.

$$i_P = \frac{1}{L_P} [V_i(1+n) - V_O] t + I_M \quad (24)$$

자화전류 I_M 과 변동분 ΔI_M 의 비를 K 라고 하면, $K I_M = \Delta I_M$ 이 되며, 식 (24)를 정상상태에 대입하고, 공진 인덕턴스와의 비를 구하면 다음과 같다.

$$\frac{L_P}{L_R} = \left(\frac{nr}{M} \right) \left(\frac{1-M}{1+n-M} \right) \left(\frac{2\pi}{F} - \frac{nr}{M} - a - \frac{M}{nr} (1 - \cos a) \right) \quad (25)$$

그림 8은 식(25)을 이용하여 얻은 입출력전압비와 인덕터비를 부하저항을 파라미터로 하여 나타낸 것이다. 그림으로부터 주어진 전압비의 범위에서, 부하전류가 최대일 때 최대 인덕터비를 나타낸다는 것을 알 수 있다. 따라서, 공유인덕터의 인덕턴스 L_P 는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$L_P = \frac{Kn V_i (1 - M_{max})}{\omega_o I_{Omax} (n+1 - M_{max})} \left[\frac{2\pi f_o}{f_{smin}} - \frac{nr}{M_{max}} - a_P - \frac{M_{max}}{nr} (1 - \cos a_P) \right] \quad (26)$$

단, $a_P = \pi + \sin^{-1} \left(\frac{nr}{M_{max}} \right)$ 이다.

3. 결 론

본 논문에서는 높은 스위칭 주파수에서도 스위칭 손실을 저감시킬 수 있는 새로운 Watkins-Johnson 공진형 컨버터를 제안 하였다. 제안 된 공진형 컨버터 중 고주파 스위칭 동작에 가장 적합한 회로방식인 전압공진형 Watkins-Johnson 컨버터에 대한 정상상태 해석을 하였으며, 해석 결과로부터 다음과 같은 결과를 얻을 수 있었다. 첫째, 정상상태의 출력전압은 기존의 공진형 컨버터와 마찬가지로 스위칭 주파수 함수가 되며, 따라서 출력전압은 스위칭 주파수를 가변함으로써 제어할 수 있다. 둘째, 스위칭 동작시 전압공진을 이용하기 때문에 원리적으로는 스위칭 주파수와 관계 없는 무손실 스위칭방식이 된다. 끝으로, 컨버터의 설계물 보다 간편히 하기 위해, 회로동작시 가장 중요한 역할을 하는 공진소자와 공유인덕터의 권선비 및 인덕턴스를 효율적으로 결정할 수 있는 최적의 설계식을 제시하였다.

(참 고 문헌)

[1] V. Vorperian, "The charge controlled PWM switch", PESC, pp.533-542, 1996
 [2] 안태영, "Watkins-Johnson 컨버터의 동작특성 해석", 전자공학회 논문지, 34권 S편 6호, pp.647-655, 1997
 [3] 안태영, "전류형 다출력 컨버터의 동작특성 해석", 전기학회 논문지, 46권 6호, pp.894-899, 1997
 [4] K.H. Liu, F.C. Lee, "Zero Voltage Switching Technique in DC/DC Converters", PESC, pp.58-70, 1986